

NOWY

6/92

ELEKTRONIK

nr ind. 367141

miesięcznik elektroników

cena 9500 zł

SPIS TREŚCI

Wszystko o układach
typu 555 - przykła-
dowe zastosowania
układu.....2

Elektroniczny fazo-
mier.....6

Cyfrowy regulator
mocy.....7

Czasomierz foto-
zdarzeń mierzący z
dokładnością
0.1[s].....8

Układ kontroli stanu
baterii..... 12

Układy przetworni-
ków DC-DC firmy
Maxim..... 12

Katalog
74HCxxx..... 13

LM 1801 - super
oszczędny
komparator..... 19

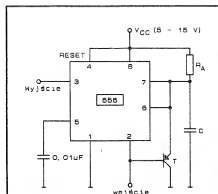
Wszystko o układach typu 555 - przykładowe zastosowania układu

Detektor zgubionych impulsów

Na wejście układu Rys.8 podawane są impulsy o określonej częstotliwości. W przypadku nie pojawienia się impulsu na wejściu w odpowiednim czasie, wyjście układu zmienia stan na niski. Układ pracuje tutaj jako multiwibrator monostabilny z dodatkowym zewnętrznym tranzystorem rozładującym, który w czasie ujemnych wejściowych impulsów rozładuje kondensator C. Wartości elementów dobiera się w ten sposób, aby kondensator nie zdążył naładować się do $2/3 U_{CC}$ przed przyjęciem kolejnego impulsu wejściowego. W ten sposób przy zgubieniu impulsu lub przy zmniejszeniu się częstotliwości wejściowego sygnału kondensator zdąży naładować się do $2/3 U_{CC}$ i wyjście zmieni swój stan na niski informując o wykryciu błędu.

Dzielnik częstotliwości

Jeżeli częstotliwość wejściowa jest znana, wówczas układ można zastosować jako dzielnik częstotliwości. Należy dobrać wartości elementów R_1 i



Rys. 8.1 Detektor zgubionych impulsów

C. Układ działa wykorzystując fakt, że w trybie pracy multiwibratora monostabilnego wyjście nie jest powtórnie ustawiane przed zakończeniem bieżącego cyklu ładowania kondensatora pomimo występowania w tym czasie ujemnych impulsów na wejściu TRIGGER(2), Rys.9.

Modulator szerokości impulsów (PWM - Pulse Width Modulation)

Układ połączony jest w trybie multiwibratora monostabilnego Rys.10. Na wejście układu podawany jest sygnał prostokątny o stałej częstotliwości. Do wejścia Control Voltage (5) przyłożony jest sygnał ciągle modulujący o zmieniającym poziomie napięcia. Wzrost napięcia Control Voltage powoduje wydłużenie dodatniego impulsu wyjściowego, spadek - skrócenie. W ten sposób poziomem napięcia na wejściu Control Voltage modulujemy szerokość impulsów wyjściowych.

Sekwencyjny Timer

Wykorzystywany jest tutaj układ typu 556, który jest podwójnym układem 555. Wyjście pierwszego timeru 555 połączone jest przez kondensator 10nF do wejścia drugiego timeru 555 Rys.11.

Ujemny impuls na wejściu powoduje wygenerowanie dodatniego impulsu na wyjściu 1 o czasie trwania $T = 1.1 R_1 C_1$, opadające zbrocze na wejściu 1 powoduje wyzwolenie drugiego układu 555 i wygenerowanie dodatniego impulsu na wyjściu 2 o czasie trwania $T = 1.1 R_2 C_2$.

Auto - alarm

Na Rys.12 przedstawiono układ, który może posłużyć do zbudowania auto - alarmu. Timer A wytwarza opóź-

nienie, które gwarantuje właścicielowi samochodu (znającemu położenie wyłącznika) czas potrzebny do wyłączenia układu alarmowego, który automatycznie włącza się po otwarciu drzwi, bagażnika lub klapy silnika. Tyristor zapewnia, że timer A nie wyzwoli timeru B po przełączeniu sekretnej wyłącznika W, chyba, że zadziałają dodatkowo "strategiczne" ukryte przełączniki np. dotykowe, wstrząsowe itp. Sygnał auto - alarm z wyjścia timeru B może włączyć syrenę lub światła, czy w inny sposób dawać znak o złodzieju w samochodzie, lub o właścicielu, który nie zdążył w porę wyłączyć auto - alarmu.

Linia opóźniająca dla sygnałów TTL

Niedrogi programowany obwód linii opóźniającej dla sygnałów TTL może dostarczyć długich opóźnień dla złożonych cyfrowych przebiegów. Układ zabezpiecza zależność czasową przebiegu wyjściowego jak na wejściu Rys.13. Tylko dwa obwody RC determinują czas opóźnienia. Obwód zbudowany jest z dwóch monostabilnych multiwibratorów wyzwalanych ujemnym zbroczem. Wykorzystano tu układ podwójnego 555 - układ 556. Opóźnienie obwodu multiwibratorów jest identyczne i wynosi $T_0 = 1.1 RC (T_{d1}, R_{d2}, C_{IF})$.

Bramka NOR odwraca fazę sygnału wejściowego do jednego multiwibratora w stosunku do wejścia drugiego układu. Wskutek tego, jeden multiwibrator wyzwalany jest przy dodatnim zbroczu, sygnał wejściowego (ten, do którego sygnał wejściowy dochodzi przez bramkę NOR), a drugi przy ujemnym zbroczu sygnału wejściowego. Wyjścia obwodu układów 555 wchodzą na wej-

Jak zamieścić ogłoszenie w "NE".

Aby zamieścić ogłoszenie w "NOWYM ELEKTRONIKU" należy przelać treść ogłoszenia do redakcji na adres: P.W. "ARTCOM", Redakcja "Nowego Elektronika", skr. poczt. 100, 82-300 Elbląg 1. Po otrzymaniu treści ogłoszenia redakcja prześle rachunek do zleceniodawcy ogłoszenia.

CENY

- 1 cm² ogłoszenia 7.000 zł (najmniejsze ogłoszenie 20 cm²)
 - ogłoszenia drobne do 50 słów 4.000 zł za słowo
- Za treść ogłoszeń redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności.

Skład - P.W. "ARTCOM"
Wydawca - P.W. "ARTCOM"
Druk - Grudziądzkie Zakłady Graficzne im W. Kułerskiego w Grudziądzu, pl. Wolności 5

Adres Redakcji

P.W. "ARTCOM", Redakcja NOWEGO ELEKTRONIKA, skr. poczt. 100, 82-300 Elbląg 1, tel. 418-84 wew. 32
Redaguje zespół: J. Ryszard Świątkowski - red. naczelny, Janusz Romanowski, Józef Bera, Wiesława Oleszczuk
Skład komputerowy - Janusz Mikowicz

Stali współpracownicy:

Bieńkowski Dariusz, Dąbrowski Witold, Krzyżtofek Robert, Pędzik Zbigniew, Szczepaniak Sławomir, Rode Aleksander.

Redakcja zastrzega sobie prawo skracania i korekty nadesłanych artykułów.

ście bramki NOR. Wyjście tej bramki z kolei wchodzi na wejście zegarowe przerzutnika typu D-7474. Wejściowy sygnał jest również podawany na wejście przerzutnika D-7474. W rezultacie takiego rozwiązania na wyjściu przerzutnika otrzymamy opóźniony przebieg wejściowy w stosunku do przebiegu wejściowego o czas równy $T_{pd} = 1.1R(\Omega)C(F)$.

Układ modulatora położenia impulsów PPM. (PPM - Pulse Position Modulation)

W tym zastosowaniu układ 555 pracuje jako multiwibrator astabilny Rys.14. Sygnał modulujący podłączony jest do wejścia Control Voltage(5). Położenie impulsów wyjściowych będzie miało różne zagęszczenie na osi czasu. Wraz ze wzrostem poziomu napięcia Control Voltage(5) odstępy pomiędzy kolejnymi impulsami będą rosły - częstotliwość oscylacji małego - przy obniżaniu się napięcia Control Voltage(5) częstotliwość oscylacji będzie wzrastała, czyli odstępy pomiędzy impulsami wyjściowymi na osi czasu będą się zmniejszały.

Opis rysunków:

strona 3

Rys. 9.1 Dzielnik częstotliwości

Rys. 10.1 Modulator szerokości impulsów

Rys. 11.1 Timer sekwencyjny

Rys. 12.1 Autoalarm

Rys. 13.1 Linia opóźniająca dla sygnałów TTL

Rys. 14.1 Modulator położenia impulsów PPM

strona 4 i 5

Przebiegi czasowe dla odpowiadających numerom układów

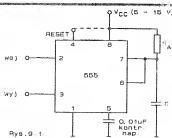
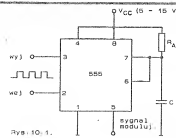
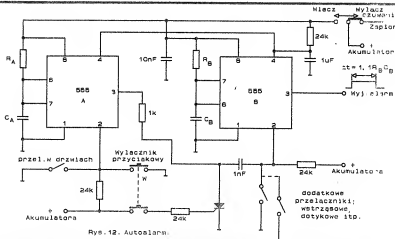
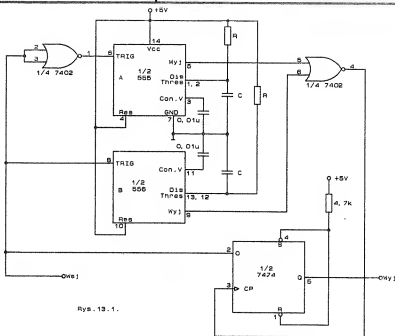
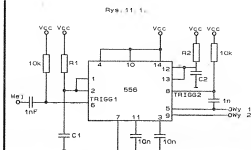
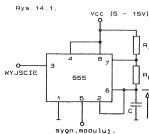
mgr inż. Aleksander Rodę

Opracowano na podstawie:

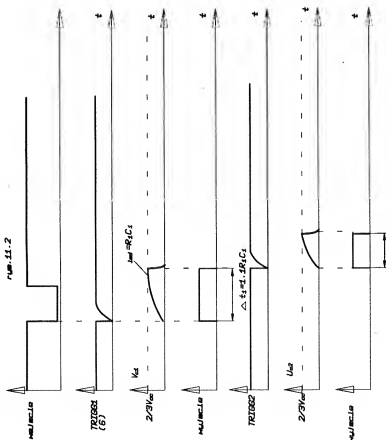
PHILIPS Data handbook - Electronic components and materials integrated circuits - Book IC 11 1988 "LINEAR PRODUCTS"

Electronics June 21 1973

Electronic Design July 13 1989

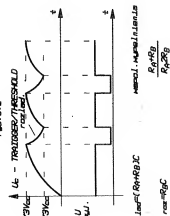


num. 11.2



$$\Delta t = 1.1 R_1 C_1$$

num. 5.2



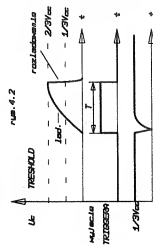
$$R_{TH} = R_1 \parallel R_2$$

$$R_{TL} = R_1 \parallel R_2$$

$$U_{TH} = U_{TL} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_c$$

$$U_{TL} = U_{TH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_c$$

num. 4.2

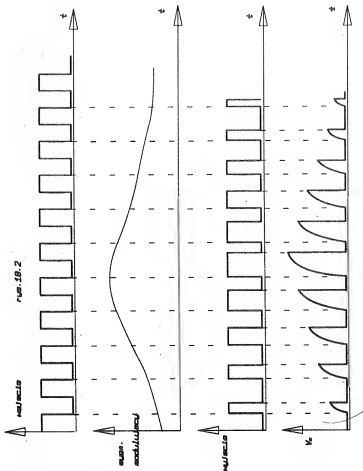


$$U_{TH} = U_{TL} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_c$$

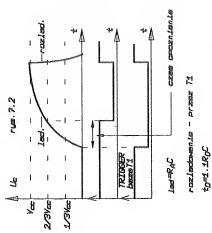
$$U_{TL} = U_{TH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_c$$

$$U_{TH} = U_{TL} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_c$$

$$U_{TL} = U_{TH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_c$$



num. 7.2



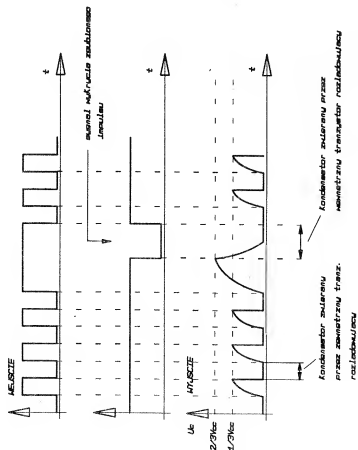
$$U_{TH} = U_{TL} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_c$$

$$U_{TL} = U_{TH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_c$$

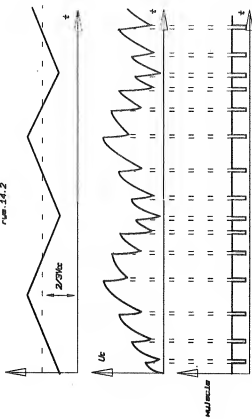
$$U_{TH} = U_{TL} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_c$$

$$U_{TL} = U_{TH} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_c$$

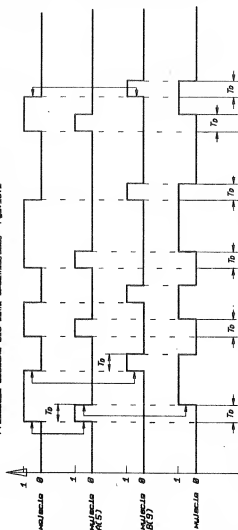
rys. 8.2



rys. 14.2



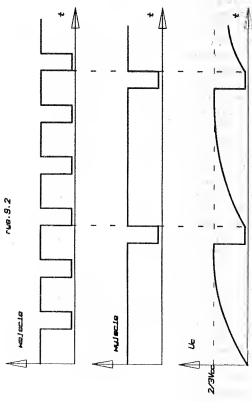
Przebiegi czasowe dla linii synchronizacyjnej rys. 13.2



$T_0 = 4 \cdot T_{RC}$

T_0 - czas synchronizacji klocków w stosunku do sygnału

rys. 8.2



Elektroniczny fazomierz

Fazomierz przeznaczony jest do pomiaru kąta przesunięcia fazy między dwoma, zmieniającymi się okresowo elektrycznymi sygnałami. Może być zastosowany w radioamatorskiej technice przy opracowywaniu, strojeniu i eksploatacji elektrycznych i elektronicznych aparatów i urządzeń. Opisane elektroniczne fazomierz, daje jednocześnie informację o znaku i wielkości kąta przesunięcia fazy.

Podstawowe dane techniczne fazomierza:

- * zakres mierzonych kątów przesunięcia faz 0+180
- * zakres częstotliwości roboczych 10+10⁴ Hz
- * zakres napięć wejściowych 0,01+50V
- * zakres mierzonych prądów 0,01+2A
- * błąd pomiarów nie większy niż 2%

Na Rys.1 pokazany jest schemat fazomierza. Napięcia wejściowe Uwe1 i Uwe2 o dowolnej formie (np. sinusoidalne) z mierzonych układów są podawane przez dzielniki R1D1D2 i R2D3D4 na wejścia układów kształtujących US1 i US2 (komparatory napięcia) i są przekształcone w prostokątne jednobiegłowne impulsy o stromych zbiegach. Szerokość impulsów odpowiada długości połowy okresu sygnału wejściowego. Przerzutnik typu D (US3) wydziela znak kąta przesunięcia fazy, tzn. ustala w chwili kształtowania następującego zbocza impulsu drugiego kanału pomiarowego, wykorzystywanego w danym układzie jako synchronizujący (taktujący), wyprzedzający lub opóźniający charakter sygnału pierwszego kanału pomiarowego, którego wyjście połączone jest z wejściem informacyjnym przerzutnika typu D. Przy czym impuls synchronizujący swoim następującym zboczem przerzuca przerzutnik typu D do stanu, określanego poziomem napięcia na jego informacyjnym wejściu w danej chwili. Dlatego, jeżeli wejściowe napięcie Uwe1 wyprzedza w fazie napięcie Uwe2 to na prostym wyjściu przerzutnika D, ustala się napięcie odpowiadające logicznie 1, a na zanegowanym wyjściu - logicznie 0. Miernik wartości kąta przesunięcia fazy jest zrealizowany na bazie układu US4.2, którego jedno z wejść jest bezpośrednio połączone z wyjściem komparatora US2, a drugie przez inwerter US4.1 z komparatorem US1 kanału pomiarowego. Szerokość formowanego impulsu na wyjściu tego elementu jest proporcjonalna do kąta przesunięcia fazy między napięciami Uwe1 i Uwe2. Połączenie informacji o wielkości i znaku kąta, zrealizowane

jest w tym układzie przez włączenie jeszcze jednego elementu US4.3, który spełnia te same funkcje pomiarowe co opisany wyżej. Jednak każdy z tych elementów jest połączony jednym wejściem z prostym i zanegowanym wyjściem przerzutnika D, który określa na wyjściu, którego z elementów jest wydziałany impuls o szerokości równej kątowi przesunięcia faz. Przyrząd pomiarowy M1 jest włączony między wyjścia układów US4.2 i US4.3, tworząc przy tym układ różnicowy, wskutek czego wskazówka będzie odchylać się w stronę, określoną przez znak kąta i na gwałt odpowiadający kątowi przesunięcia faz między napięciami Uwe1 i Uwe2. Kondensator C2 jest włączony równolegle do wskaźnika M1 i jest przeznaczony do zmniejszania pulsacji wskazówki podczas pomiarów na niskich częstotliwościach. Obwody wejściowe fazyomierza pozwalają na pomiar kąta przesunięcia faz nie tylko między dwoma napięciami, ale między prądem i napięciem albo dwoma prądami.

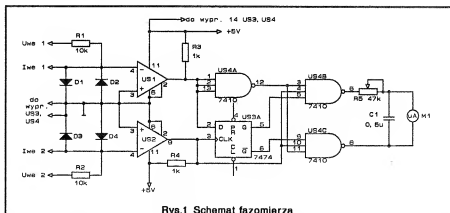
Konstrukcja

Przyrząd można zmontować na jednostronnie płytce drukowanej. Połączenie płytki z wyprowadzeniami na płycie czołowej można wykonać ekranowanymi przewodami, co zmniejszy wpływ zakłóceń. Jako wskaźnik zastosować np. 50-0,5kμA. Diody D1+D4 powinny być dobrze odprężone przed pomiarem przez nie mierzonego prądu. Jeżeli fałszywie przeznaczoney będzie tylko do pomiaru kąta przesunięcia faz mierzonych napięć, to diody te nie wymagają napięciowania.

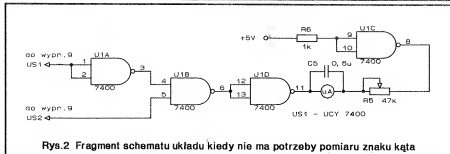
szczegółnych warunków dla prądu i wstecznego napięcia. Urządzenie jest zasilane ze stabilizowanego źródła napięcia 5V. Rozszerzenie zakresu pomiarowego dla napięcia sygnału wejściowego można zrealizować przez proporcjonalną zmianę wartości rezystorów R1 i R2. Jeżeli nie ma potrzeby pomiaru znaku kąta przesunięcia faz, to z układu można wyłączyć przerzutnik D, a obwód wydzielenia sygnału różniczy kąta przesunięcia faz (Ry.2) podłączyć bezpośrednio do wyjść komparatorów U1 i U2. W tym urządzeniu U1.4 realizuje różnicowy układ włączenia wskaźnika M1 i zapewnia kompensację napięcia logicznego 0. Jako wskaźnik kontrolowanego parametru M1 może być wykorzystany oscyloskop lub cyfrowy woltomierz, co pozwoli w znacznym stopniu zwiększyć dokładność mierzonej wielkości. Elektroniczny fazonmierz posiada skalę liniową, co ułatwia skalowanie przyrządu. Dla skalowania jako napięcie wzorcowe można wziąć dwa liniowe napięcia trójfazowej sieci (kąt przesunięcia faz napięć liniowych wynosi 120°). W czasie skalowania konieczne jest dobranie wzorcowych napięć zgodnych z dopuszczalnym poziomem wejściowych napięć. Wielkość odchylenia wskaźówki na odpowiedni znak skali realizuje się nastawnym rezystorem R5.

mar inż. Zbigniew Pedzik

Opracowano na podstawie:
Radło 5/90
Borczyński, Dumin, Mliczewski -
Podzespoły elektroniczne - półprze-
wodniki. - WKŁ W-wa 1990



Rys.1 Schemat fazomierze



Rys.2 Fragment schematu układu kiedy nie ma potrzeby pomiaru znaku kata

Cyfrowy regulator mocy

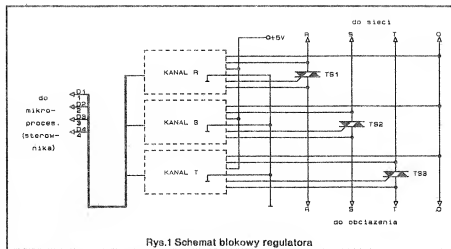
Urządzenie to przeznaczone jest do fazowej regulacji mocy w przemysłowych trójfazowych sieciach cieplowniczych. Dopuszczalna moc obciążenia dla opisanego układu zależy w pierwszej kolejności od mocy przełączających elementów w tym regulatore. Regulator ten może również pracować w jednofazowych sieciach z mniejszym obciążeniem. Specyfiką tego urządzenia jest to, że wartość kąta regulacji może być zadawana cyfrowo, a mować inaczej - mocą obciążenia może sterować mikroprocesor (sterownik). W regulatore wykorzystana jest impulsowa metoda sterowania przełączającymi elementami. Czas fazowej regulacji określa liczba w liczniku wężła sterującego i okres napięcia sieciowego. Na Rys.1 przedstawiony jest schemat blokowy regulatora. Cyfrowy kod sterowania podawany jest z mikroprocesora (sterownika) na wejście trzech jednakowych wężłów sterowania - kanałów R, S, T. Informacja fazowa, która jest konieczna do pracy każdego z kanałów, przychodzi z trójfazowej sieci zasilającej obciążenie. W każdym kanale jest formowany sygnał sterowania dla odpowiedniego triaka. Dla zasilania każdego z kanałów służy oddzielny stabilizowany zasilacz o napięciu 5V. Na Rys.2 przedstawiony jest schemat jednego z kanałów. Sinusoidalne napięcie podawane jest przez rezystor R1 do wężła synchronizacji, zrealizowanym na transformatorach U1 i U2. Przy dodatknej części okresu, prąd przepływa przez diodę transformatora U1. Transzystor w tym transformatorze jest otwarty, dlatego na wejściach US1.1 pojawia się niski poziom sygnału. Przy ujemnej części okresu otwarty jest tranzystor w transformatorze U2 i na wejściach US1.1 również pojawia się niski sygnał. W momentach, kiedy sieciowe napięcie przechodzi przez zero, tranzystory w transformatorach są zablokowane, a na wejściach US1.1, w krótkich odciłkach czasu pojawia się wysoki poziom. Na wyjściu tego układu formowane są

prostokątne impulsy synchronizacji w chwilach, kiedy sieciowe napięcie jest równe 0. Impulsy synchronizacji podawane są jednocześnie na wejście L - wprowadzenie licznika US2 (na jedno z wejść przerzutnika RS zrealizowanego na elementach US3.1 i US3.2) oraz na wejście sterujące generatora impulsów (na jedno z wejść US1.3). Kiedy na wejście L licznika US2 podane jest napięcie niskiego poziomu, to kod ustalony wcześniej na równoległych wejściach licznika, jest do niego ładowany, niezależnie od sygnałów na wejściach taktujących, to znaczy, że proces równoległego ładowania jest asynchroniczny. W początkowym położeniu na wyjściu P+ licznika istnieje wysoki poziom. Jeżeli licznik jest zapełniony (osiągnął maksimum), to po przyjsciu kolejnego ujemnego spadku na wejście T licznika, na jego wyjściu pojawi się poziom 0. Na wejścia przerzutnika RS US3.1 i US3.2 podawane są więc impulsy o niskim poziomie: impuls synchronizacji z US1.1 i wyjściowy impuls licznika US2, przesunięty względem impulsu synchronizacji o czas, określany przez cyfrowy kod na równoległych wejściach A, B, C, D licznika. Na wyjściu przerzutnika RS pojawia się wysoki sygnał, pozwalający na przechodze-

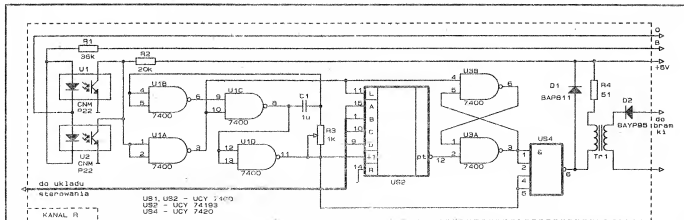
nie impulsów generatora na wyjście US4.1 (element zgodności). Formuje on grupy krótkich impulsów, które przez transformator impulsowy Tr1 są podawane na bramkę triaka i otwierają go. Transformator impulsowy służy do galvanicznego oddzielenia obwodu kanału od sieci. Kanały pobierają z zasilacza 5V prąd około 100mA. Generator impulsów wykonany jest na US1.2 - US1.4. Częstotliwość f_g impulsów generatora można obliczyć ze wzoru: $f_g = 2F_s (2^n - 1)$, [Hz], gdzie F_s - częstotliwość sieci zasilającej w Hz; n - liczba bitów licznika. Dla opisanego przypadku $f_g = 2 \times 50 (2^8 - 1) = 1500$ Hz. Transformator impulsowy Tr1 posiada trzy jednakowe uzwojenia po 100 zwojów. Strojenie regulatora mocy sprowadza się do ustawienia żądanej częstotliwości generatora.

mgr inż. Zbigniew Pędzik

Opracowano na podstawie:
Radio 1/91



Rys.1 Schemat blokowy regulatora



Rys.2 Schemat jednego z układów sterowania (US1, US3 - UCY 7400 US4 - UCY 7420 US2 - UCY 74193)

Czasomierz foto-zdarzeń mierzący z dokładnością 0.1[s]

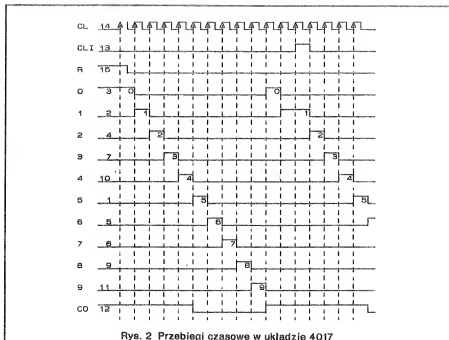
Czy próbowaliście zmierzyć czas trwania takich zdarzeń jak np: zapłon, świecenie, gaśnięcie lampy błyskowej? Układ pokazany na Rys.1 potrafi zmierzyć czas takiego zdarzenia z dokładnością do 0.1 sekundy. Schemat tego układu pomiarowego zaczerpnęty został z Electronic Design 20/89. Z tego powodu na oryginalnym schemacie - Rys.1 napięcie zasilające wynosi 120[V]/60[Hz], które jest powszechnie dostępne w USA. W naszych krajowych warunkach należałoby zastąpić jako transformator T1 - zwykły transformator sieciowy redukujący 220:24[V]/500[mA].

Opis działania układu

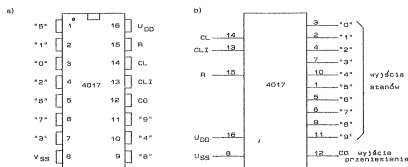
W układzie tym transformator T1 sprzęga i separuje galvanicznie obwód głównego zasilania z obwodem niskich napięć po stronie wtórnej. Z obwodu transformatora, ze strony wtórnej jest pobierany sygnał taktujący, którego impulsy są zliczane w dalszej części układu i na tej podstawie dokonuje się pomiaru czasu trwania foto-zdarzenia. Rezystor R1 i dioda D3 dopasowują i stabilizują poziom sygnału taktującego z T1 do poziomu 12[V]dc.

Bramka Nand z wejściem Schmitta - US2/A (1/4 4093) służy do blokowania sygnałów taktujących. Właśnie ta bramka wyłącza pomiar czasu. Kolejna bramka US2/B dopasowuje sygnały ze-

garowe dla liczników 4017. Pierwszy dzielnik US3 - 4017 wytwarza impulsy co 1/10 sekundy. Na Rys.2 przedstawiono wykresy czasowe obrazujące zasadę działania układu 4017. Należy



zauważyć, że stosując połączenie układu US3 jak na Rys.1 uzyskamy w punkcie 1/US3 impulsy co 1/12 sekundy. Wynika to z faktu rozbieżności pomiędzy częstotliwością napięcia sieciowego w USA - 60[Hz] i w Polsce - 50[Hz]. Po prostych obliczeniach, których wynik można odczytać bezpośrednio na podstawie wykresów czasowych z Rys.2 wynika, że układ US3 wytwarza ujemne zbocze impulsu na swoim wyjściu "1" co 6 impulsów na wejściu "14". Dla 60[Hz] impulsy na wejściu "14" po-

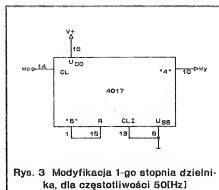


Rys. 4. a) topografia wyprowadzeń, b) schemat funkcjonalny układu 4017.

Tabela 1

Funkcje układu 4017

R	CL	CL1	Funkcja
1	X	X	"1" + "9" = 0; "0" = 1 i CO = 1
0	1	↘	układ zlicza
0	↗	0	układ zlicza
0	0	X	układ nie zmienia stanu
0	X	1	układ nie zmienia stanu
0	1	↗	układ nie zmienia stanu
0	↘	0	układ nie zmienia stanu



Rys. 3. Modyfikacja 1-go stopnia dzielnika, dla częstotliwości 50[Hz]

Tabela 2

Parametry statyczne układu 4017

Uwaga. Wszystkie nie wykorzystywane wejścia powinny być spolaryzowane odpowiednio do Udd lub Uss

Parametr	Symbol	Wartość					Jedn.	Warunki pomiaru		
		T=0°C	T = +25°C			T=+70°C		U ₀ [V]	U ₁ [V]	U _{opł} [V]
			min	typ	max					
prąd spoczynkowy zasilania	I _{DD}	5 10 20 100		0.04 0.04 0.04 0.08	5 10 20 100	150 300 600 3000	μA		0; 5 0; 10 0; 15 0; 20	5 10 15 20
prąd wyjściowy w stanie niskim	I _{OL}	0.64 1.6 4.2	0.51 1.3 3.4	1 2.6 6.8		0.36 0.9 2.4	mA	0.4 0.5 1.5	0; 5 0; 10 0; 15	5 10 15
prąd wyjściowy w stanie wysokim	I _{OHI}	-0.64 -2 -1.6 -4.2	-0.51 -1.6 -1.3 -3.4	-1 -3.2 -2.6 -6.8	-1 -3.2 -2.6 -6.8	-0.36 -1.5 -0.9 -2.4	mA	4.6 2.5 9.5 13.5	0; 5 0; 5 0; 10 0; 15	5 5 10 15
napięcie wyj. w stanie niskim	U _{OL}	0.05 0.05 0.05		0 0 0	0.05 0.05 0.05	0.05 0.05 0.05	V		0; 5 0; 10 0; 15	5 10 15
napięcie wyj. w stanie wysokim	U _{OHI}	4.95 9.95 14.95	4.95 9.95 14.95	5 10 15		4.95 9.95 14.95	V		0; 5 0; 10 0; 15	5 10 15
napięcie wej. w stanie niskim	U _{IL}	1.5 3 4			1.5 3 4	1.5 3 4	V	4.5 9 13.5		5 10 15
napięcie wej. w stanie wysokim	U _{IH}	3.5 7 11	3.5 7 11			3.5 7 11	V	0.5 1 1.5		5 10 15
prąd wejściowy	I _i	±0.1		±10 ⁻⁶	±0.1	±1	μA		0; 18	18

Tabela 3

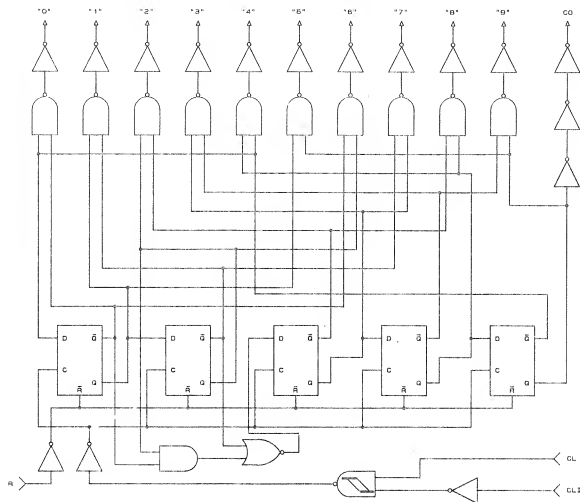
Parametry dynamiczne układu 4017

Parametr		Symbol	Wartość			Jedn.	War. pomiaru U ₀₀ (V)
			min	typ	max		
czasy propagacji	CL do wyjścia "n"	t _{PHL}		325 135 85	650 270 170	ns	5 10 15
	CL do CO			300 125 80	600 250 160		5 10 15
	R do wyjścia "n"			265 115 85	530 230 170		5 10 15
	R do CO	t _{PLH}		265 115 85	530 230 170		5 10 15
	czas przełączania sygnału na wyjściu "n" lub CO		t _{THL} t _{TLH}	100 50 40	200 100 80		5 10 15
	minimalny czas trwania impulsu CL		t _{WHIN}	100 45 30	200 90 60		5 10 15
	minimalny czas trwania impulsu R	t _{WMIN}		130 55 30	280 110 60		5 10 15
	minimalny czas usunięcia impulsu R przed wprowadzeniem impulsu CL	t _{REM}		200 140 75	400 280 150		5 10 15
czas wprowadzanie sygnału CLI przed ustaleniem sygnału CL		t _{SMIN}		115 50 35	230 100 70	ns	5 10 15
maksymalna częstotliwość zegara		f _{CLMAX}	2.5 5 5.5	5 10 11		MHz	5 10 15
pojemność wejściowa		C _i		5	7.5	pF	

jawiają się co [1/60] sekundy czyli co 0.01666...[s]. Odliczając 6 impulsów - 6 x 0.01666...[s] = 0.1 sekundy. Jednakże w naszych warunkach dla 50Hz[impulsy na wejściu "14"] pojawiać się będą co 1/50[1 sekundy czyli co 0.02[s]. Odliczając 6 impulsów otrzymamy impulsy na wyjściu "1" co 1/12 sekundy. Należy więc tak zmodyfikować US3 (licznik Johnsona) aby zliczył tylko 5 impulsów - Rys.3. W ten sposób na wyjściu "10"/US3 otrzymamy impulsy co 0.1[s] i dalsza część układu nie będzie wymagała modyfikacji. Następny w łańcuchu US4 zlicza impulsy z US3 - 1/10[1s] i na swoim wyjściu wytwarza impulsy co 1 sekundę. Przelicznikiem S4 można zmieniać dokładność pomiaru 1/10 lub 1[1s]. Impulsy odmierzające wpływ czasu są przez C2 podawane na wejście wyzwalające timera 555 - 2/US7. Układ US7/555

steruje licznikiem wyświetlacza, który wyświetla odczytany czas. Układ US1 zasilany wyprostowanym napięciem po stronie wtórnej transformatora T1 dostarcza napięcia zasilającego układy CMOS + 12[V]dc. Fotokomórka steruje czasem otwarcia bramki US2/A, poprzez wzmacniacz operacyjny US5. Układ US5 pracuje w układzie komparatora. Poziom wyzwolenia może być nastawiony rezystorem R4. Jest to równoznaczne z ustawianiem poziomu czułości układu, czyli ustawianiem poziomu jasności, od którego układ US5 ma włączyć lub wyłączać zaliczanie czasu. Odpowiednie kombinacje przełączników S3 i S5 pozwalają ustawiać i programowo określać sekwencje zdarzeń do pomiaru czasu trwania. Przelicznikami S3 i S5 można ustawić tryb pracy, w którym sygnał z fotokomórki będzie zatrzymywał odliczanie czasu,

który może być zarówno czasem przełącza "ciemno-jasno" lub "jasno-ciemno". Oczywiście chcąc mierzyć z większą precyzją należałoby zwiększyć częstotliwość taktującą, oraz ilość stopni dzielników - 4017. Przykładowo jeżeli chcielibyśmy mierzyć z dokładnością 0.01 sekundy, a więc podnieść dokładność pomiaru o jeden rząd, a przy tym mieć możliwość zmiany ustawiania dokładności 0.01/0.1[1s] należałoby użyć trzech dzielników 4017 i generatora o częstotliwości np. 500Hz[impulsy]. Wówczas pierwszy dzielnik 4017 odbierając 500Hz[impulsy] przez 5 - połączenie 4017 jak na Rys.3 - i na jego wyjściu otrzymalibyśmy impulsy co 0.01[1s], kolejne dwa 4017 byłyby połączone jak US4 na Rys.1, i na ich wyjściach otrzymalibyśmy odpowiednio impulsy co 0.1 i co 1[1s]. Dobór częstotliwości taktującej i



Rys. 5 Schemat logiczny 4017

Ilości stopni dzielników 4017 zależy od użytkownika i jego potrzeb. Częstotliwość 50(Hz) jest powszechnie dostępna w sieci energetycznej i dlatego jej zastosowanie wydaje się być najprostsze, jednak ogranicza ona dokładność pomiaru. Stosując inną częstotliwość taktującą należy sprawdzić czy ma ona wystarczającą stabilność, aby nie pogorszyć jakości pomiaru.

Opis działania układu 4017

Układ 4017 jest to 5-bitowy licznik Johnsona z dekodern. Licznik Johnsona (5-bitowy) zlicza modulo 10. Wewnętrzny dekodern stanów licznika pracuje jako dekodern "1 z 10". Topografia wyprowadzeń oraz schemat funkcjonalny układu 4017 przedstawia Rys.4. Na Rys.5 przedstawiono schemat logiczny układu, natomiast w tabelicy 1 zilustrowano działanie układu 4017.

Wejścia układu :

* CL, CLI - są to wejścia zliczające. Jeżeli CL wykorzystywane będzie jako wejście zliczające, wówczas

wejście CLI musi zostać w stanie "0". Mamy wówczas sytuację, w której licznik będzie reagować na narastające zbocza impulsów na CL. Aby licznik reagował na opadające zbocza impulsów taktujących, należy wykorzystać CLI jako wejście, natomiast CL musi być w stanie "1". W ten sposób CL i CLI są uwarunkowane logicznie co widać na Rys.5. Obydwa te wejścia są wejściami bramek Schmitta, dzięki czemu impulsy wejściowe nie mają wygórowanych wymagań na steromość zboczy (czyli czasy narastania i opadania).

* R - zerowanie stanu licznika. Dla R = "1" wszystkie wyjścia "1"-"9" ustawione są w stan "0", natomiast wyjście "0" oraz "CO" ustawione są w stan "1".

Wyjścia układu :

* CO - wyjście przeniesienia. Zachowanie się tego wyjścia pokazane jest na wykresach Rys.2.

* "0"-"9" - są to wyjścia stanów licznika. Po zliczeniu "n" impulsów wyjście "n" ustawiane jest w stan "1", natomiast pozostałe wyjścia stanów są w stanie "0". Stany tych wyjść pokazane

na wykresach Rys.2.

Dekoder stanu "1 z 10" umieszczony w układzie 4017 zbudowany jest z dwuwejściowych bramek. Układ jest w pełni synchroniczny i może pracować na dużych prędkościach taktowania. Układ ten znajduje zastosowanie w układach liczników dziesiętnych, dzielników częstotliwości, układów sterujących wyświetlaczami itp. Parametry statyczne, oraz dynamiczne pokazane są w tablicach 2 i 3.

mgr inż. Aleksander Rode

Opracowano na podstawie:
Electronic Design, 20/89

Układ kontroli stanu baterii

Detektor obniżonego napięcia baterii na rys.1 używa przerzutnika Schmitta i kondensatora C2, który działa jak 1-bitowa pamięć dynamiczna RAM. Układ oszczędza zasilanie, gdyż stosowana jest metoda testowania okresowego. IC1, C1, R1, R2 i D1 stanowią generator wąskich dodatnich impulsów (punkt A).

Wypełnienie sygnału zależy od stosunku R1 i R2. Gdy w punkcie A sygnał jest wysoki, napięcie w tym punkcie jest prawie równe napięciu zasilania, gdyż IC1 jest układem CMOS. D2, R4 i R5 ustalają i dzielą sygnał z punktu A. W ten sposób wejście IC2 jest niezależne od zasilania. Ponieważ napięcie

przełączania przerzutnika Schmitta zależy od napięcia zasilającego, to będzie ono spadać, jeśli obniży się zasilanie.

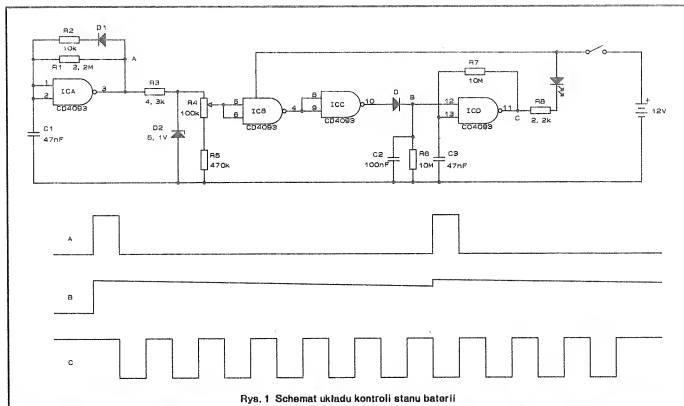
Jeśli napięcie przerzutu będzie niższe niż napięcie wejściowe, to IC2 przejdzie do stanu L0, a IC3 do H1. W przeciwnym razie IC3 będzie zawsze w stanie L0. Kondensator C2 magazynuje wyniki okresowego testu napięcia. Stała czasowa C2R6 wynosi 1s, a okres testowania wynosi w przybliżeniu 0,1s. Dlatego w punkcie B jest utrzymywany wynik między kolejnymi testami. Gdy punkt B jest w stanie H1, co wskazuje na obniżenie napięcia baterii, IC4, C3 i R7 generują falę prostokątną, która zapala diodę D3.

kątną, która zapala diodę D3.

Poziom detekcji napięcia można zmienić przez nastawienie potencjometru R4. Napięcia różnych baterii można sprawdzać przez dobranie diody D2.

mgr inż. Robert Krzysztofek

Opracowano na podstawie:
EDN No.13, June 20, 1991.



Układy przetworników DC-DC firmy Maxim

Napięcie pojedynczego ogniwa przetwarzamy na stabilizowane napięcie +5[V]

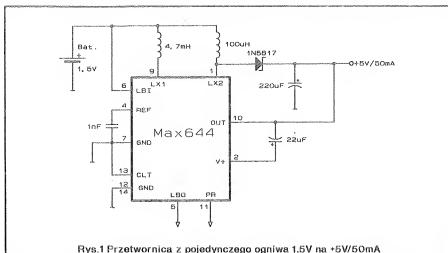
Max 644 bardzo wydajnie i skutecznie generuje stabilizowane napięcie +5[V], wykorzystując zasilanie z pojedynczego ogniwa (napięcie ok.1.3[V]). Układ może dostarczać prądu do 50mA przy minimalnej liczbie wykorzystywanych dodatkowych elementów zewnętrznych, jak pokazuje

Rys.1.

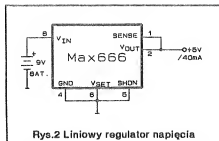
Układ Max 644 wykorzystuje unikalną technikę podwójnej konwersji napięcia w celu uzyskania +5[V]/50mA na wyjściu. Pierwszy stopień przetwarzania to mikroprzetwornica podwyższająca napięcie, która generuje +12[V] dostarczając to napięcie do bramki wewnętrznego MOSFET - a załączając w ten sposób drugą przetwornicę. Tą drogą wewnętrzny MOSFET uzyskuje przewodność odpowiadającą najmniejszej rezystancji załączenia i dzięki temu typowa sprawność takiej konfiguracji

sięga 80%. Rodzina układów Max 644/5/6/7 dostarcza prostych i bardzo zwartych układowo rozwiązań wysoko wydajnych przetworników napięciowych DC-DC (ze źródeł baterijnych).

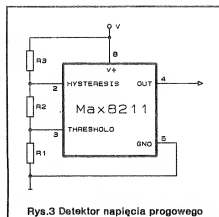
c.d. na str. 17



Rys.1 Przetwornica z pojedynczego ogniwa 1.5V na +5V/50mA



Rys.2 Liniowy regulator napięcia



Rys.3 Detektor napięcia progowego

Główne podstawowe cechy rodziny Max 644/5/6/7:

- * Możliwość pracy w trybie czuwania (ang. standby mode). W trybie tym na wyjście dostarczane jest pełne napięcie, ale możliwy jest wówczas tylko bardzo mały pobór prądu. Wejściem CTL - "Control" - można przełączać tryb pracy - pełna moc (ang. high power mode) lub wyżej wspomniane czuwanie (ang. standby mode). Wyjście PR - "Power Ready" - jest w stanie wysokim - logiczne "1" - po włączeniu zasilania, mówiąc o pełnej gotowości układu do pracy z pełną mocą (high power mode). Jeżeli wyjście PR jest w stanie niskim - logiczne "0" - mówi to o tym, że układ znajduje się w trybie czuwania (standby mode). Po wyjściu ze stanu czuwania wyjście PR zmienia stan z niskiego na wysoki.

* Wykorzystując wewnętrzną przetwornicę - pierwszego stopnia przetwarzania - podwyższając napięcie do +12[V], można dostarczać to napięcie na zewnątrz (jednak z prądem tylko do 100 mikroamperów)

* Układy posiadają wbudowany detektor zbyt niskiego napięcia zasilania (praktycznie poniżej 1.15[V]) sygnalizując w ten sposób wyczerpanie - wyjście LBO w stanie logicznym "0".

Max 644 - przeznaczony jest do pracy z baterią zasilającą o napięciu 1.14-1.5[V].

Max 645 - pracuje optymalnie z nieco większymi napięciami zasilającymi, np. dwa ogniwa alkaliczne lub jedno ogniwo litowe.

Max 646 - układ potrafiysterować zewnętrzny MOSFET, jeżeli zapotrzebowanie na prąd przekracza 50[mA].

Max 647 - dostarcza napięcie wyjściowe +3[V].

Liniowy regulator napięcia o bardzo niskim poborze prądu w stanie spoczynku

Max 666 jest liniowym regulatorem napięcia, który w czasie spoczynku pobiera znikomy prąd ze źródła zasilania. Układ ten wykorzystując baterię o napięciu +9[V] jest bardziej sprawnym systemem zasilania niż impulsowa przetwornica DC-DC. Max 666 pobiera jedynie 5[µA] w spoczynku i może dostarczyć do 40mA na wyjście, przy zachowaniu różnicy napięć wejście (wyjście tylko 0.9[V]). Maksymalizuje się w ten sposób czas pracy baterii zasilającej. Dodatkowo układ Max 666 wykrywa zużycie baterii i sygnalizuje, że przyszła pora na wymianę baterii. Dla wyjściowych napięć z zakresu 2.0[V]-18.5[V] (przy uziemionym wejściu V_{IN}) napięcie wyjściowe stabilizo-

wane jest na poziomie +5[V]. Wymagane, aby napięcie wejściowe było większe od 5.9[V] jest w tym celu, aby korzystać z możliwości regulacji napięcia wyjściowego. Przez włączenie dzielnika rezystorowego z V_{OUT} do V_{SET} i do masy możemy regulować napięcie wyjściowe w zakresie 1.3[V] do 15.6[V]. Max 666 posiada również możliwość kontrolowania maksymalnego poboru prądu wyjściowego. Najprostszym układ pracy bez dodatkowych elementów zewnętrznych, zapewniający stabilizowane napięcie +5[V] i prąd maksymalny do 40[mA] pokazuje Rys.2.

Detektory napięcia o małym prądzie spoczynkowym

Układy tego typu są przeważnie używane w urządzeniach zasilanych z baterii. Służą do monitorowania (obserwowania, czuwania) stanu naładowania baterii. Charakterystyczną cechą i zarazem zaletą jest to, że prąd jaki pobierają w czasie pracy jest praktycznie niezauważalny (około 5[µA]) dla baterii zasilających.

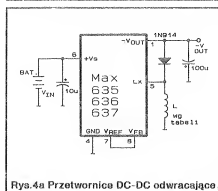
Max 8211 - wykrywa napięcia poniżej ustalonego progu napięciowego.

Max 8212 - wykrywa napięcia powyżej ustalonego progu napięciowego.

Ustawienie napięcia progowego jest dokonywane przez odpowiedni dobór dwóch rezystorów zewnętrznego dzielnika rezystorowego R1 i R2. Dodatkowym rezystorem R3 możemy zwiększyć histerezę czułości zadziałania detektora. Podstawowy układ pracy pokazany jest na Rys.3.

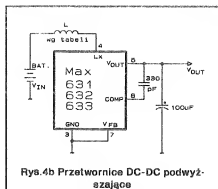
Proste w użyciu impulsowe przetwornice DC-DC

Impulsowe przetwornice DC-DC firmy Maxim są bardzo proste w zastosowaniu, zapewniają wysoką wartość konwersji DC-DC przy wykorzystywaniu minimalnej niezbędnej koniecznej liczbie elementów zewnętrznych. Wszystkie funkcje kontrolne zawarte są wewnątrz jednolitej obudowy układu scalonego. Bardzo niski pobór prądu (typowo 135[µA]) powoduje, że układy te są bardzo chętnie stosowane - ponieważ są wręcz idealne - do stosowania w urządzeniach zasilanych z baterii. Przetwornice podwyższające napięcia i odwracające dostarczają wyjściowych napięć o stałych poziomach (standardowych) +5[V], +12[V] i +15[V]. Jeśli użytkownik wymaga napięć wyjściowych innych od dostarczanych standardowo poziomów, wówczas istnieje możliwość indywidualnego do-



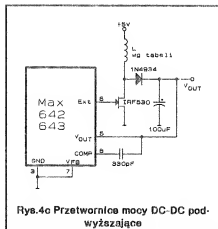
Rys.4a Przetwornica DC-DC odwracająca

Typ układu	V_{IN} [V]	V_{OUT} [V]	I_{OUT} [mA]	Sprawn. [%]	L [µH]
Max 635	+3	-5	5	60	330
	+5	-5	25	76	330
	+9	-5	40	79	330
	+12	-5	45	85	470
	+15	-5	50	90	680
Max 636	+5	-12	12	74	330
	+9	-12	30	84	330
	+12	-12	40	89	470
Max 637	+3	-15	2	65	470
	+5	-15	8	77	330
	+9	-15	25	85	330



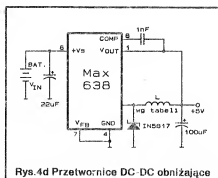
Rys.4b Przetwornice DC-DC podwyższające

Typ układu	V_{IN} [V]	V_{OUT} [V]	I_{OUT} [mA]	Sprawn. [%]	L [µH]
Max 631	2	5	5	78	470
	2	5	10	74	220
	2	5	15	61	100
	3	5	25	82	470
	3	5	40	75	220
Max 632	3	12	5	79	330
	3	12	10	79	180
	5	12	12	88	470
	5	12	25	87	220
Max 633	3	15	5	73	220
	3	15	8	71	150
	5	15	10	85	470
	5	15	15	85	330
	8	15	35	90	470



Rys.4c Przetwornice mocy DC-DC podwyższające

Typ układu	V_{IN} [V]	V_{OUT} [V]	I_{OUT} [mA]	Sprawn. [%]	L [µH]
Max 642	5	12	200	91	39
	5	12	350	89	18
	5	12	550	87	12
Max 643	5	15	100	92	39
	5	15	150	89	27
	5	15	225	89	18
	5	15	325	85	12



Rys.4d Przetwornice DC-DC obniżające

Typ układu	V_{IN} [V]	V_{OUT} [V]	I_{OUT} [mA]	Sprawn. [%]	L [µH]
Max 638	7+9,5	5	35	92	150
	8+9,5	5	55	89	150
	10+14	5	50	92	270
	12	5	60	92	270
	12	5	75	89	180

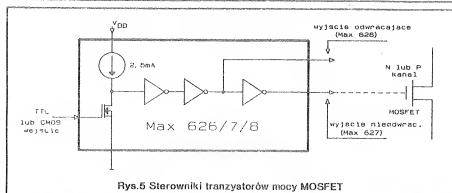
boru poziomu napięcia wyjściowego za pomocą rezystorów zewnętrznych.

Typowe aplikacje przedstawiają Rysunki 4a, 4b, 4c, 4d.

Szybki podwójny sterownik tranzystorów mocy MOSFET

Układy Max 626/627/628 są sterownikami dla tranzystorów mocy MOSFET. Posiadają one niezbędną w

tym przypadku (sterowanie tranzystorem MOSFET) bardzo małą impedancją wyjściową, buforującą i odwracającą stan wejścia. Układy te są optymalnie przystosowane do włączania i wyłączania szybkich tranzystorów mocy MOSFET. Mogą być również użyteczne wszędzie tam, gdzie potrzebny jest bu-

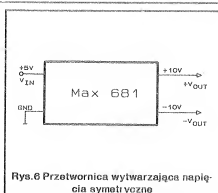


Rys.5 Sterowniki tranzystorów mocy MOSFET

for lub inwerter z 4[Ω] impedancją wyjściową. Zakres napięć zasilania w granicach 4.5[V]÷18[V]. Wejście kompatybilne z TTL/CMOS. Układy nadejść się do sterowania tranzystorami MOSFET z kanałem typu N oraz P. Podstawowy układ pracy przedstawia Rys.5.

Z +5[V] na ±10[V] bez zewnętrznych elementów

Układ Max 681 jest przetwornikiem CMOS dostarczającym na wyjście napięcie symetryczne. Dla napięć wejściowych z zakresu 2.0÷6.0[V] układ Max 681 daje na wyjściu napięcie ±2V_{in}. Układ nie potrzebuje żadnych



Rys.6 Przetwornica wytwarzająca napięcia symetryczne

elementów zewnętrznych. Zapewnia prąd wyjściowy do 10mA - Rys.6.

mgr inż. Aleksander Rode

Opracowano na podstawie:
Maxim Design News ED maj 89.

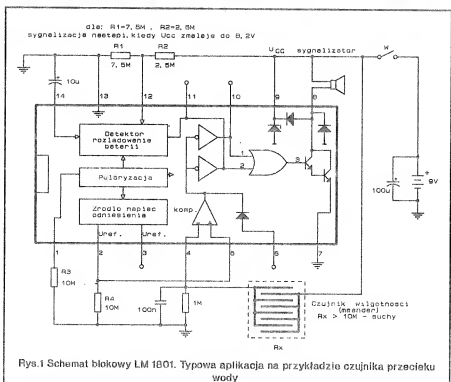
LM 1801 - super oszczędny komparator

Jest to komparator napięcia o wyjątkowo małym poborze energii, wyposażony jednocześnie w wysokoprądowy stopień wyjściowy. Typowy prąd pobierany przez układ w stanie spoczynku (czuwanie) i przy napięciu zasilania U_{CC} = 9V wynosi zaledwie 7μA. Stopień wyjściowy typu "otwarty kolektor" o obciążalności do 500mA jest zabezpieczony przed zjawiskami ładowymi przy pracy z obciążeniem reaktywnym. Zawarta w strukturze dioda Zenera zabezpiecza czołg US przed przekroczeniem napięcia zasilającego na poziomie 14.5V.

Ponieważ układ jest zaprojektowany pod kątem współpracy z baterijnym źródłem zasilania, zawiera własny elektroniczny detektor sygnalizujący stan rozładowania baterii. Próg jego działania ustala użytkownik dobierając dzielnic rezystancyjny R1/R2. Sygnalizacja działania detektora odbywa się za pośrednictwem stopnia wyjściowego i ma postać krótkich (kilkadziesiąt μs) impulsów. Dodatkowo użytkownik ma dostęp do dwóch napięć odniesienia pochodzących z wysokostabilnego źródła.

Schemat blokowy oraz przykład typowej aplikacji LM 1801 przedstawia Rys.1.

Poszczególne grupy układów zawartych w strukturze LM 1801, symbolizowane na schemacie blokowym są polaryzowane zbiorem źródeł prądowych. Ich wydajność jest limitowana wartością rezystora R3 w zależności odwrótnie proporcjonalnej. Typowa wartość R3 zalecana jest przez produ-



Rys.1 Schemat blokowy LM 1801. Typowa aplikacja na przykładzie czujnika przebiegu

centa w zakresie 10MΩ do 100kΩ. Duży prąd polaryzacji (R3= 100kΩ) zapewnia większą szybkość działania układu, mały (R3=10MΩ) czyni układ oszczędnym, zapewniając dużą żywotność baterii. Zmiany szybkości działania nie są znaczące.

Zastosowanie rezystora R4= 10MΩ ustala typową wartość prądu polaryzacji obwodu wejściowego komparatora na poziomie 2nA. Równoległe wyjście komparatora, wyprowadzenie [8] US

jest wykorzystywane w systemach alarmowych. Połączenie [8] z nieodwracalnym wejściem komparatora [5] powoduje jego zatrzaśnięcie po zadziałaniu. Przykład takiego rozwiązania przedstawia Rys.2,3.

Wyjścia równoległe [1] oraz [10] umożliwiają współpracę z układami logicznymi, pozwalają też na połączenie z innymi LM 1801 (max. 9 szt.) i współpracą między nimi.

Tabela 1

Charakterystyczne parametry elektryczne LM 1801.

Parametr	Warunki pomiaru	Min	Typ	Max	Wymiar
Komparator: * wejściowe napięcie niezrównoważenia * wejściowy prąd niezrównoważenia * wejściowy prąd polaryzacji	przy $U_{CC}=9V$ $T=20^{\circ}C$		5 0.5 2	15 8 10	mV nA nA
Stopień wyjściowy (pin 8): * prąd upływu * napięcie w stanie nasycenia	przy $I_E=200mA$ przy $I_E=500mA$		5 0.7 1.9	100 1.3	nA V V
Stabilizator napięcia odniesienia: * napięcie (pin 2) * stabilność temperaturowa * napięcie (pin 3) * stabilność temperaturowa	przy $U_{CC}=9V$ $T=20^{\circ}C$		5.8 5 5.2 7		V mV/ $^{\circ}C$ V mV/ $^{\circ}C$
Detektor stanu baterii: * napięcie progowe (pin 12) * okres sygnalizacji * długość impulsu sygnalizacji	$U_{CC}=7.5V/C1=10\mu F$ $U_{CC}=7.5V/C1=10\mu F$	5.5	6.0 40 60	6.5 50	V s ms
Całość LM1801 w stanie czuwania	$R1, R2, R3$ jak na rys. 1		6	8	μA
Dioda Zenera: * napięcie stabilizacji * prąd pracy	$I_E=1mA$		14.5	10	V mA

Parametry graniczne LM 1801

Napięcie zasilania: 14V

Napięcie wejściowe: -0.3 do $+14V$

Różnicowe napięcie wejściowe: $\pm 14V$

Zakres temperatur pracy: $0^{\circ}C$ do $+70^{\circ}C$

Zakres temperatur przechowywania: $-65^{\circ}C$ do $+125^{\circ}C$

Temperatura wyprowadzeń ($T \leq 10sec.$): $+260^{\circ}C$

Uwaga! Można wykorzystywać wewnętrzną stabilizację układu na poziomie 14.5V pod warunkiem stosowania rezystora szeregowego R_z . Maksymalny prąd diody Zenera wynosi 10mA!

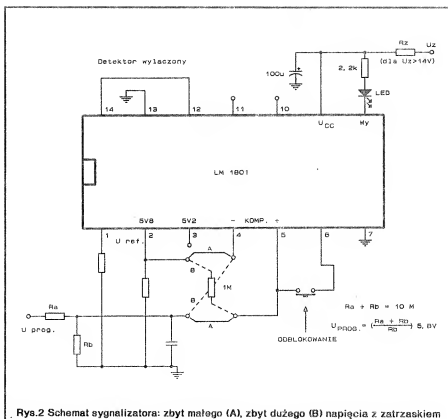
Układ jest produkowany w obudowie DIL (Dual-In-Line) typ N 14A będącej przybliżonym odpowiednikiem najpopularniejszej obudowy oznaczonej przez CEM jako CE - 70.

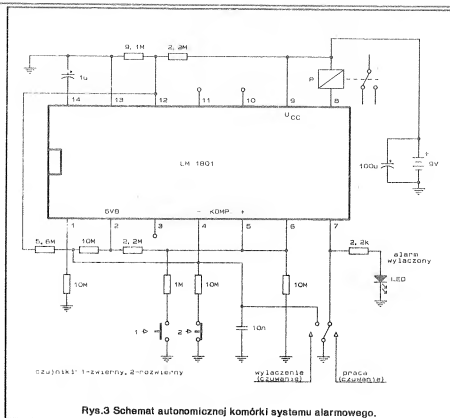
mgr inż. Stawomir Szczęśliwiec

Opracowano na podstawie:

National Semiconductor

Special Purpose Linear Devices 1989





U W A G A !!!

Sympatycy miesięcznika

ELEKTRONIK HOBBY

*Najnowszy
numer naszego*

czasopisma ukaze się

15 czerwca 1992 roku

Zapraszamy do lektury

KRZS

PRZEDSIĘBIORSTWO PRODUKCYJNO-HANDLOWE

PROPONUJE

Rozpowszechniony od dawna w USA

MINI - FON UKF - FM

Mininadajnik z superczułym mikrofonem

Współpracuje z dowolnym radioodbiornikiem UKF

ZASTOSOWANIE

- umieszczony w samochodzie, magazynie, hurtowni itp. może pełnić rolę ukrytego informatora, który sygnalizuje obecność osób niepożądanych;
- zabezpiecza łączność w kolumnie jadących samochodów;
- umieszczony w pokoju dziecka umożliwia kontrolę jego zachowania;
- umożliwia swobodny kontakt z osobą przebywającą w zasięgu działania MINI - FONU;
- inne zastosowania wg pomysłów, inwencji i potrzeb użytkownika

CHARAKTERYSTYKA

- zasilanie - 9V (przy zastosowaniu baterii 6F22 prod. zachodniej częst. pracy MINI - FONU min 24h;
- pobór prądu - ok. 10mA;
- zasięg w terenie otwartym - do 200m (zależy od czułości odbiornika;
- czułość mikrofonu umożliwia dobry odbiór sygnałów akustycznych w promieniu 50m;
- wymiary - 63 x 30mm;
- trymer dostrajeniowy umożliwia korektę częstotliwości.

Cena z podatkiem obrotowym wynosi 133.000.- zł

Firma gwarantuje serwis gwarancyjny i pogwarancyjny.

Zamówienia na adres:

Przedsiębiorstwo Produkcyjno-Handlowe

"KRZS"

mgr Krzysztof Szczepański

82-300 Elbląg, ul. 1000-lecia 4/40

tel. 272-95, 446-53

UWAGA: O realizacji zamówienia decyduje kolejność zgłoszeń.